



⑨ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Offenlegungsschrift
⑩ DE 197 21 864 A 1

⑤ Int. Cl.⁶:
H 03 J 7/00
H 04 B 1/12
H 04 B 1/16
H 04 J 13/02

⑳ Aktenzeichen: 197 21 864.4
㉑ Anmeldetag: 18. 5. 97
㉒ Offenlegungstag: 27. 11. 97

DE 197 21 864 A 1

③① Unionspriorität:

127273/96 22.05.96 JP

⑦① Anmelder:

Mitsubishi Denki K.K., Tokio/Tokyo, JP

⑦④ Vertreter:

PFENNING MEINIG & PARTNER, 80336 München

⑦② Erfinder:

Taura, Kenichi, Tokio/Tokyo, JP; Tsujishita, Masahiro, Tokio/Tokyo, JP; Ohkubo, Tadatoshi, Tokio/Tokyo, JP; Ishida, Masayuki, Tokio/Tokyo, JP; Ohsuga, Yoshiharu, Tokio/Tokyo, JP

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤④ Digitaler Rundsendeempfänger

⑤⑦ Um die Oszillationsfrequenz eines lokalen Oszillators zu steuern, demoduliert ein digitaler Rundsendeempfänger ein Phasenbezugssymbol, das in einem einer Multiplexverarbeitung unterzogenen Rundsendesignal mit orthogonaler Frequenzteilung enthalten ist, modifiziert die sich ergebenden Frequenzebenenendaten durch Multiplikation mit komplex konjugierten Werten von bekannten Daten, die in dem Phasenbezugssignal codiert sind, unter unterschiedlich angenommenen Frequenzversetzungen, wandelt die modifizierten Daten in Zeitebenenendaten um und erfaßt hierdurch einen ersten Frequenzfehler gleich einem Vielfachen des Subträgerabstands und einen zweiten Frequenzfehler, der den Subträgerabstand nicht überschreitet. Ein Differenzphasenfehler wird auch erfaßt. Die Oszillationsfrequenz wird eingestellt, um den ersten Frequenzfehler und den Differenzphasenfehler zu korrigieren; dann wird der zweite Frequenzfehler verwendet, um eine Mehrdeutigkeit in dem Differenzphasenfehler zu korrigieren.

page 12, 3
pava.

DE 197 21 864 A 1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

BUNDESDRUCKEREI 10. 97 702 048/721

24/25

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf einen digitalen Rundsendeempfänger zum Empfangen eines Rundsendesignals, in welchem mehrere Subträgersignale, welche jeweils durch Phasendifferenzmodulation moduliert sind, durch orthogonales Frequenzteilungs-Multiplexen einer Multiplexbehandlung unterworfen sind.

Systeme zum Rundsenden von Audiosignal-Daten durch orthogonales Frequenzteilungs-Multiplexen (nachfolgend als OFDM bezeichnet) wurden standardisiert in der Empfehlung BS. 774 des Radiotelekommunikations-Standardisierungssektors der internationalen Telekommunikationsunion (ITU-R). Ein Datenrahmen entsprechend dieser Empfehlung beginnt mit einem Nullamplituden-Nullsymbol gefolgt von einem Phasenbezugssymbol. In einem bekannten Empfänger wird das an der Antenne empfangene Signal herabgesetzt auf eine Zwischenfrequenz durch Mischen mit einem von einem lokalen Oszillator erzeugten Signal. Das Zwischenfrequenzsignal wird durch einen orthogonalen Demodulator erfaßt, um ein Basisbandsignal zu erzeugen, welches aus einer analogen in eine digitale Form umgewandelt und dann mittels einer diskreten Fourier-Transformation verarbeitet wird, wodurch Subträger-Phaseninformationen erfaßt werden. Ein Differenzdemodulator nimmt die Differenz zwischen den Phasenwinkeln von aufeinanderfolgenden Symbolen auf, um demodulierte Daten zu erhalten, welche zur Erzielung eines Audiosignals decodiert werden. Die diskrete Fourier-Transformationsverarbeitung wird mittels eines Hüllkurvendetektors synchronisiert, welcher das Nullsymbol am Beginn jedes Datenrahmens erfaßt. Sowohl die Rahmensynchronisation als auch die Symbolsynchronisation werden auf diese Weise gesteuert.

Die von dem Differenzdemodulator ausgegebenen Differenzphasendaten haben nominelle Werte von $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ und $7\pi/4$. Ein Phasenfehler wird erfaßt durch Multiplizieren der Differenzphasendaten mit vier und dann durch Teilen durch 2π , wodurch Reste mit nominellen Werte von π erzeugt werden. Die Reste werden einer Durchschnittsbildung über eine bestimmte Anzahl von Symbolen unterworfen; dann wird π von dem Durchschnittsrest subtrahiert, um einen Fehlerwert ε zu erhalten, und die Frequenz des lokalen Oszillators wird so abgestimmt, daß ε auf Null verringert wird.

Dieses bekannte Verfahren der Abstimmung ist von Natur aus mehrdeutig, da ε nicht nur dann, wenn der Phasenfehler gleich Null ist, sondern auch dann, wenn der Phasenfehler gleich $\pi/2$, π oder $3\pi/2$ ist, gleich Null ist. Wenn der Phasenfehler größer als $\pi/4$ ist, wird das bekannte Verfahren gewöhnlichen den lokalen Oszillator auf eine Frequenz einstimmen, welche einen Phasenfehler von $\pi/2$, π oder $3\pi/2$ anstelle des gewünschten Phasenfehlers von Null erzeugt. Mit anderen Worten, das bekannte Verfahren kann Phasenfehler nicht erfassen oder korrigieren, welche von Null abweichende Vielfache von $\pi/2$ sind.

Ein weiterer Mangel des bekannten Verfahrens besteht darin, daß die unterschiedlichen Subträgerfrequenzen in dem OFDM-Signal nicht identifiziert sind. Wenn der lokale Oszillator mit einer Frequenz arbeitet, welche sich von der richtigen Frequenz um mehr als einen halben Subträger-Frequenzabstand unterscheidet, hat das bekannte Verfahren wieder die Tendenz, den lokalen Oszillator auf die unrichtige Frequenz einzustimmen.

Noch ein weiteres Problem ergibt sich aus der Verwendung der Hüllkurvenerfassung für die Rahmen- und Symbolsynchronisation. Wenn das Signal durch Reflexion oder anderes Rauschen gestört ist, kann der Hüllkurvendetektor nicht in der Lage sein, das Nullsymbol zuverlässig und genau zu erfassen, wodurch ernste Schwierigkeiten bei der Synchronisation geschaffen werden. Dieses Problem ist besonders störend, wenn der Empfänger in einem sich bewegenden Fahrzeug angebracht ist, wobei die Bewegung häufige feine Nachstellungen der Synchronisationszeit erfordert.

Die vorstehenden Probleme sind nicht begrenzt auf den Empfang von digitalen Audio-Rundsendungen entsprechend der ITU-R-Empfehlung BS.774. Ähnliche Probleme können bei anderen digitalen Rundsendesignalen desselben allgemeinen Typs auftreten. Diese Signale werden allgemein als PSK-OFDM-Signale bezeichnet, wobei PSK eine Phasenmodulation und OFDM ein orthogonales Frequenzteilungs-Multiplexen bedeuten. Es wird angenommen, daß ein PSK-OFDM-Signal ein Rahmensynchronisationssymbol wie das vorgenannte Nullsymbol und ein Phasenbezugssymbol hat, das einen separaten Phasenbezug für jeden Subträger herstellt, wodurch eine Differenzdemodulation des nachfolgenden Datensymbols bei jeder Subträgerfrequenz ermöglicht wird.

Es ist die Aufgabe der vorliegenden Erfindung, sowohl große als auch kleine Frequenzfehler bei der Abstimmung eines digitalen Rundsendeempfängers zu erfassen und zu korrigieren.

Die Aufgabe besteht auch darin, eine Rahmensynchronisation zuverlässig in einem digitalen Rundsendeempfänger zu bestätigen und genaue Zeiteinstellungen in einem digitalen Rundsendeempfänger zu machen.

Gemäß der vorliegenden Erfindung verarbeitet ein digitaler Rundsendeempfänger, welcher einen lokalen Oszillator und einen Prozessor für eine diskrete Fourier-Transformation verwendet, um ein PSK-OFDM-Signal zu empfangen, die von dem Phasenbezugssymbol erhaltenen Frequenzebenenendaten und erfaßt hierdurch zwei Typen von Frequenzfehlern: einen ersten Frequenzfehler gleich einem ganzzahligen Vielfachen des Subträger-Frequenzabstands, und einen zweiten Frequenzfehler, welcher den Subträger-Frequenzabstand nicht überschreitet. Der Empfänger erfaßt auch einen dritten Typ von Frequenzfehler auf der Grundlage des Differenzphasenfehlers, der in den von den Datensymbolen in jedem Rahmen erhaltenen Frequenzebenenendaten vorhanden ist, und erfaßt das Rahmensynchronisationssymbol.

Der Empfänger beginnt durch Erfassen des Synchronisationssymbols und Synchronisieren des Prozessors für diskrete Fourier-Transformation hiermit, und stimmt dann den lokalen Oszillator in Abhängigkeit von dem ersten und dritten Frequenzfehler ab. Wenn der erste Frequenzfehler auf Null verringert wurde und der dritte Frequenzfehler auf einen ausreichend kleinen Wert verringert wurde, stimmt der Empfänger als nächstes den lokalen Oszillator entsprechend dem zweiten Frequenzfehler ab. Dieser Vorgang des Abstimmens des lokalen Oszillators gemäß dem ersten Frequenzfehler und dem dritten Frequenzfehler und dann entsprechend dem zweiten Frequenzfehler wird unendlich wiederholt, wodurch der erste Frequenzfehler auf Null gehalten wird,

der zweite Frequenzfehler auf einem Wert, der klein genug ist, um die Mehrdeutigkeit des Differenzphasenfehlers zu überwinden, gehalten wird, und der dritte Frequenzfehler auf einem Wert, der klein genug ist, um einen gewünschten Grad von Abstimmgenauigkeit zu gewährleisten, gehalten wird.

Der erste und der zweite Frequenzfehler werden erfaßt durch Multiplizieren der Frequenzebenenendaten mit bekannten Daten mit verschiedenen angenommenen Frequenzversetzungen, zu denen eine Nullfrequenzversetzung und wenigstens eine von Null abweichende Frequenzversetzung gehören, und durch Transformieren der Ergebnisse zurück in die Zeitebene.

Der Empfänger erfaßt auch vorzugsweise einen Zeitfehler durch Verarbeiten der von dem Phasenbezugssymbol erhaltenen Frequenzebenenendaten, und stellt die Synchronisation des Prozessors für diskrete Fourier-Transformation so ein, daß dieser Zeitfehler korrigiert wird. Der Zeitfehler wird erfaßt aus der Position des Spitzenwertes in den Zeitebenenendaten, die mit einer angenommenen Frequenzversetzung von Null erhalten wurden. Ein Verlust der Rahmensynchronisation wird vorzugsweise aus der Größe dieses Spitzenwertes erfaßt.

Der erfindungsgemäße digitale Rundsendeempfänger korrigiert große Frequenzfehler auf der Grundlage des ersten und des zweiten Frequenzfehlers, und korrigiert kleine Frequenzfehler auf der Grundlage des dritten Frequenzfehlers.

Eine Synchronisation kann zuverlässig bestätigt werden aufgrund der Größe des vorerwähnten Spitzenwertes.

Genauere Einstellungen der Synchronisation des Prozessors für diskrete Fourier-Transformation können entsprechend der Zeit des Spitzenwertes durchgeführt werden.

Die Erfindung wird im folgenden anhand von in den Figuren dargestellten Ausführungsbeispielen näher erläutert. Es zeigen:

Fig. 1 einen Rahmen eines digitalen Rundsendesignals,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines ersten Ausführungsbeispiels nach der Erfindung,

Fig. 3 ein Blockschaltbild des ersten Frequenzfehlerdetektors nach dem ersten Ausführungsbeispiel,

Fig. 4 ein Blockschaltbild des zweiten Frequenzfehlerdetektors nach dem ersten Ausführungsbeispiel,

Fig. 5 ein Beispiel eines Frequenzfehlers,

Fig. 6 Frequenzebenenendaten, die sich aus dem Frequenzfehler in Fig. 5 ergeben,

Fig. 7 ein Flußdiagramm, das die Arbeitsweise der Steuerschaltung nach dem ersten Ausführungsbeispiel illustriert,

Fig. 8 ein Blockschaltbild eines zweiten Ausführungsbeispiels nach der Erfindung,

Fig. 9 ein Blockschaltbild des Zeitfehlerdetektors nach dem zweiten Ausführungsbeispiel, und

Fig. 10 ein Flußdiagramm, das die Arbeitsweise der Steuerschaltung nach dem zweiten Ausführungsbeispiel illustriert.

Bezugnehmend auf Fig. 1 empfangen die nachfolgend beschriebenen Ausführungsbeispiele ein PSK-OFDM-Audiosignal, welches in Rahmen unterteilt ist, wobei jeder Rahmen zwei Bezugssymbole aufweist, die von einer festen Anzahl von Datensymbolen gefolgt werden. Das erste Bezugssymbol ist das Rahmensynchronisationssymbol, genauer gesagt, ein Nullsymbol, das zweite Bezugssymbol ist das Phasenbezugssymbol. Jedes Datensymbol weist ein Schutzintervall von der Dauer t_g und ein gültiges Symbolintervall von der Dauer t_s auf.

Rahmen des in Fig. 1 gezeigten Typs werden gleichzeitig auf K Subträgersignalen ausgesandt, von denen jedes durch ein Phasendifferenzmodulationsschema wie die Quadraturphasendifferenzmodulation (DQPSK) moduliert ist. Die Subträger-Signalfrequenzen sind voneinander getrennt durch einen bestimmten Subträger-Frequenzabstand F_s . K ist eine ganze Zahl, welche größer als eins ist, wobei Werte von K , die eintausend überschreiten, nicht ungewöhnlich sind.

Bezugnehmend auf Fig. 2 umfaßt ein erstes Ausführungsbeispiel eine Antenne 1 zum Empfang des PSK-OFDM-Audiosignals, einen Hochfrequenzverstärker (RF AMP) 2 zum Verstärken des empfangenen Signals und einen Mischer 3 zum Mischen des verstärkten Signals mit einem von einem lokalen Oszillator (LO) 4 erzeugten unmodulierten Signal, wobei das PSK-OFDM-Signal auf eine Zwischenfrequenz herabgesetzt wird. Ein Zwischenfrequenzverstärker (IF AMP) 5 verstärkt das Zwischenfrequenzsignal und weist unerwünschte Signalkomponenten wie Nachbarkanal-Interferenzkomponenten zurück. Das sich ergebende verstärkte Zwischenfrequenzsignal wird durch einen orthogonalen Demodulator (DEMOM) 6 demoduliert, wodurch es weiter auf eine Basisbandfrequenz herabgesetzt wird, und das Basisbandsignal wird durch einen Analog/Digital-Wandler (ADC) 7 abgetastet und digitalisiert. Das Basisbandsignal wird auch in analoger Form zu einem Synchronisationsdetektor 8 geführt, welcher die Hüllkurve des Basisbandsignals erfaßt.

Ein Prozessor 10 für eine diskrete Fourier-Transformation (DFT) führt eine diskrete Fourier-Transformation an dem digitalisierten Basisbandsignal durch, wodurch Frequenzebenenendaten abgeleitet werden. Für jedes Symbol umfassen diese Daten ein Feld von K Komplexwerten entsprechend den K Subträgersignalen, die in Multiplexanordnung in dem PSK-OFDM-Signal enthalten sind. Jeder Komplexwert hat reelle und imaginäre Komponenten, die auch als gleichphasige und Quadratur-Komponenten bezeichnet werden. Durch eine bekannte mathematische Transformation kann jedoch der Komplexwert durch eine absolute Größe und einen Phasenwinkel dargestellt werden.

Ein Differenzdemodulator 11 subtrahiert die Phasenwinkel in aufeinanderfolgenden Symbolen, um Differenzphasendaten zu erhalten. Ein Phasenfehlerdetektor 12 erfaßt den Differenzphasenfehler durch Verarbeiten der Differenzphasendaten, wodurch kleine Frequenzfehler des lokalen Oszillators 4 erfaßt werden. Ein Viterbi-Decodierer 14 decodiert die Differenzphasendaten, und ein MPEG-Audiodecodierer 15 decodiert das Ausgangssignal des Viterbi-Decodierers 14, um einen digitalen Audiodatenstrom zu erhalten, welcher durch einen Digital/Analog-Wandler (DAC) 16 in ein analoges Audiosignal umgewandelt, durch einen Audioverstärker 17 verstärkt und von einem Lautsprecher 18 wiedergegeben wird.

Die vorhergehenden Elemente sind ähnlich entsprechenden Elementen, die in bekannten digitalen Rundsen-

deempfängern gefunden werden. Die Viterbi-Decodierung ist ein bekannter Typ der Maximalwahrscheinlichkeits-Decodierung, und die MPEG-Audiocodierung ist ein Codiersystem, welches von der Bewegungsbilder-Expertengruppe (MPEG) und der Internationalen Standardorganisation (ISO) empfohlen wird.

Zusätzlich zu den obigen Elementen hat das erste Ausführungsbeispiel einen neuen ersten Frequenzfehlerdetektor 19, der die Frequenzebenenendaten X verarbeitet, welche durch den DFT-Prozessor 10 aus dem Phasenbezugssymbol erhalten wurden, um den Frequenzfehler in Vielfachen des Subträger-Frequenzabstands F_s zu erfassen. Ein neuer zweiter Frequenzfehlerdetektor 20 verarbeitet dieselben Frequenzebenenendaten X, um Frequenzfehler gleich oder weniger als F_s zu erfassen. Eine neue Steuerschaltung 21 empfängt die Ausgangssignale des Synchronisationsdetektors 8, des Phasenfehlerdetektors 12, des ersten Frequenzfehlerdetektors 19 und des zweiten Frequenzfehlerdetektors 20, und sie erzeugt ein Oszillatorsteuersignal E, welches die Oszillationsfrequenz des lokalen Oszillators 4 steuert.

Fig. 3 zeigt die innere Struktur des ersten Frequenzfehlerdetektors 19. Die Frequenzebenenendaten X werden von einem Phasenmodifizierer 101 empfangen, welcher auch ein Feld von bekannten Werten von einem Feldspeicher 102 empfängt. Ein Prozessor 103 für eine inverse diskrete Fourier-Transformation (IDFT) führt eine inverse diskrete Fourier-Transformation an den Produkten dieser Daten und Werte durch. Die Ergebnisse werden von einem Spitzendetektor 104 und einem ersten Komparator 105 verarbeitet. Der erste Komparator 105 erzeugt ein erstes Frequenzfehlersignal e_1 und liefert andere Informationen, welche später beschrieben werden.

Fig. 4 zeigt die innere Struktur des zweiten Frequenzfehlerdetektors 20. Die komplexen Frequenzebenenendaten X werden von einem Paar von Phasenmodifizierern 201 und 202 empfangen, welche auch bekannte Werte von einem Feldspeicher 203 empfangen. Ein Paar von IDFT-Prozessoren 204 und 205 führt eine inverse diskrete Fourier-Transformation an den Produkten dieser Daten und Werte durch. Die Ergebnisse und andere von dem ersten Frequenzfehlerdetektor 19 empfangene Informationen werden durch einen zweiten Komparator 206 verarbeitet, welcher ein zweites Frequenzfehlersignal e_2 ausgibt.

Als nächstes wird die Operation des ersten Ausführungsbeispiels beschrieben, beginnend mit der Operation des ersten Frequenzfehlerdetektors 19.

Das Phasenbezugssymbol in dem PSK-OFDM-Signal kann zweckmäßig einem Intervall von $-t_g$ bis t_s auf der Zeitachse zugeordnet werden. Das Phasenbezugssymbol hat unterschiedliche Komplexwerte z_k , welche unterschiedliche Phasenwinkel darstellen, in den K Subträgersignalen. Jeder dieser Werte z_k ist in der Form $\exp(jq\pi/2)$, worin j die Quadratwurzel von minus eins darstellt und q eine ganze Zahl von Null bis einschließlich drei ist. Wenn die Signalamplitude gleich eins gesetzt wird und die Einheit der Winkelfrequenz gleich ω ist, und t eine kontinuierliche Zeitvariable ist, dann kann das Phasenbezugssymbol mathematisch wie folgt beschrieben werden:

$$s(t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} z_k b(t) \exp(jk\omega t)$$

$$b(t) = \begin{cases} 1 & -t_g < t < t_s \\ 0 & \text{sonst} \end{cases}$$

Die Werte von z_k sind dieselben in jedem Rahmen. Das Eingangssignal des DFT-Prozessors 10 wird jedoch beeinträchtigt durch den Frequenzfehler ζ des lokalen Oszillators 4, durch einen Zeitfehler Δt mit Bezug auf den Beginn des Phasenbezugssymbols, und durch eine frequenzabhängige Kanalverstärkung h_k . Die in den DFT-Prozessor 10 eingegebene Phasenbezugssymbol-Wellenform kann demgemäß mathematisch wie folgt ausgedrückt werden:

$$x(t) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} h_k z_k b(t) \exp[j(k\omega + \zeta)(t - \Delta t)]$$

In dem DFT-Prozessor 10 wird die kontinuierliche Zeitvariable t ersetzt durch eine diskrete Zeitvariable n, welche Werte der ganzen Zahlen von Null bis N-1 annimmt, worin N eine positive ganze Zahl gleich der Anzahl von pro Symbol genommenen Abtastungen ist. Unter Verwendung des griechischen Buchstabens ξ zur Darstellung von $2\pi\zeta/\omega$ und von Δ zur Darstellung des Zeitfehlers kann die Gleichung für die Phasenbezugssymbol-Wellenform wie folgt wiedergeschrieben werden:

$$x(n) = \sum_{k=-K/2}^{K/2} h_k z_k b(t) \exp[j(2\pi k + \xi)(n - \Delta)/N]$$

Unter Verwendung von a_k zur Darstellung von $h_k z_k$ kann das Ausgangssignal $X(m)$ des DFT-Prozessors 10

wie folgt ausgedrückt werden, worin die Variable m das m -te Subträgersignal bezeichnet und $I(m)$ ein Interferenz Ausdruck ist, welcher das Übersprechen von anderen Subträgern als dem m -ten Subträger darstellt aufgrund des Frequenzfehlers ξ :

$$\begin{aligned}
 X(m) &= \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=-K/2}^{K/2} a_k b(t) \exp [j(2\pi k + \xi)(n - \Delta)/N - j2\pi mn/N] \\
 &= \sum_{n=0}^{N-1} a_k b(t) \exp [j(2\pi m + \xi)(n - \Delta)/N - j2\pi mn/N] + I(m) \\
 &= a_m \frac{\sin \frac{\xi}{2}}{\frac{\xi}{2}} \exp \left(j \left[\frac{\xi}{2} - \frac{\pi m \Delta}{N} - \frac{\xi \Delta}{N} \right] \right) + I(m) \\
 &= a'_m \exp [j(\xi/2 - 2\pi m \Delta/N - \xi \Delta/N)] + I(m)
 \end{aligned}$$

Der Wert von $I(m)$ hängt von den Phasenbezugs-Datenwerten in den anderen Subträgern ab, welche sich nicht in irgendeinem regelmäßigen zyklischen Muster wiederholen. In diesem Sinne ist das Übersprechen zufällig, und wenn die Anzahl von Subträgern K ausreichend groß ist, wird die Wirkung von $I(m)$ vergleichsweise klein. Die Phasenfehlerkomponente $2\pi m \Delta/N$ hängt jedoch systematisch von m ab und muß beseitigt werden, wenn bedeutende Ergebnisse zu erhalten sind.

Wieder bezugnehmend auf Fig. 3, multipliziert der Phasenmodifizierer 101 in dem ersten Frequenzfehlerdetektor 19 das Frequenzebenen-Datenfeld X elementweise mit einem Feld von bekannten Daten, welche die komplexkonjugierten Werte z_k^* der Werte z_k die in dem Phasenbezugssymbol codiert sind, aufweisen. Die Multiplikationen werden durchgeführt unter der Annahme einer Versetzung i , die von dem ersten Komparator 105 benannt wird; das heißt, der Wert $X(k)$ wird mit z_{k-i}^* anstelle von z_k^* multipliziert. Diese Multiplikationsvorgänge schaffen ein modifiziertes Frequenzebenen-Datenfeld, welches zu dem IDFT-Prozessor 103 geliefert und zurück zu der Zeitebene transformiert wird. Die sich ergebenden Zeitebenenendaten, die nachfolgend als eine Zeitserie bezeichnet werden, werden zu dem Spitzendetektor 104 geliefert, welcher den Spitzenwert in der Zeitserie findet, wobei dies der Wert mit der maximalen absoluten Größe ist.

Die obige Versetzung i stellt eine Frequenzversetzung dar, die gleich dem i -fachen des Subträger-Frequenzabstands F_s ist. Der erste Komparator 105 bezeichnet unterschiedliche Werte von i , wodurch Frequenzversetzungen bezeichnet werden, welche gleich unterschiedlichen ganzzahligen Vielfachen von F_s sind. Für jeden bezeichneten Wert von i schafft der Phasenmodifizierer 101 ein unterschiedliches Feld von modifizierten Frequenzebenenendaten, welche der IDFT-Prozessor 103 in eine Zeitserie umwandelt. Der erste Komparator 105 bezeichnet die Nullfrequenz-Versetzung ($i = 0$) und wenigstens zwei von Null abweichende Frequenzversetzungen, welche vorzugsweise Versetzungen von $i = 1$ und $i = -1$ aufweisen.

Für eine gegebene Versetzung i erzeugt die von dem IDFT-Prozessor 103 durchgeführte inverse diskrete Fourier-Transformation eine Wellenform x_i , die durch die folgende Gleichung beschrieben wird.

$$\begin{aligned}
 X_i(n) &= \sum_{k=-K/2}^{K/2} a'_k z_{k-i}^* \exp [j(\xi/2 - \xi \Delta/N - 2\pi k \Delta/N + 2\pi kn/N)] \\
 &= \sum_{k=-K/2}^{K/2} a'_k z_{k-i}^* \exp [j(\xi/2 - \xi \Delta/N - 2\pi k(\Delta - n)/N)]
 \end{aligned}$$

Wenn die Versetzung i , die am besten den Frequenzfehler des lokalen Oszillators 4 kompensiert, auf das $[z_k^*]$ -Feld angewendet wird, werden die Produkte $a'_k z_{k-i}^*$ im wesentlichen in der komplexen Ebene ausgerichtet (haben im wesentlichen gleiche Phasenwinkel). Wenn n auch gleich Δ ist, sind die Phasenwinkel aller $a'_k z_{k-i}^*$ im wesentlichen in der komplexen Ebene ausgerichtet (haben im wesentlichen gleiche Phasenwinkel). Wenn n auch gleich Δ ist, sind die Phasenwinkel aller Ausdrücke in der obigen Gleichung daher im wesentlichen ausgerichtet und erzeugen eine Summe mit einer großen absoluten Größe und damit eine große Spitze in den Zeitseriendaten. Für andere Werte von n unterscheiden sich die Phasenwinkel in Abhängigkeit von k , wodurch die Ausdrücke die Tendenz haben, sich aufzuheben, so daß die absolute Größe der Summe verringert wird. Die Zeitserie hat daher nur einen großen Spitzenwert bei $n = \Delta$.

Wenn die Versetzung i nicht optimal ist, unterscheiden sich die Phasenwinkel der Produkte $a'_k z_{k-i}^*$ in Abhängigkeit von k in großem Maße, so daß die Ausdrücke in der obigen Gleichung für irgendeinen Wert von n nicht ausgerichtet sind, und es tritt kein großer Spitzenwert in der Zeitserie auf.

Der erste Komparator 105 bestimmt demgemäß die optimale Versetzung i durch Vergleichen der Spitzenwerte $x_i(n)$, die von dem Spitzendetektor 104 erfaßt werden, und Auswählen des Spitzenwertes mit dem größten Absolutwert, wobei die optimale Versetzung i die Versetzung ist, die den höchsten Spitzenwert erzeugt hat. Das erste Frequenzfehlersignal e_1 gibt der Steuerschaltung 21 die Instruktion, die Oszillationsfrequenz des lokalen Oszillators 4 um einen Wert einzustellen, der gleich dieser optimalen Versetzung i multipliziert mit dem Subträger-Frequenzabstand ist.

Wenn die optimale Versetzung die Nullversetzung ist, liefert der erste Frequenzfehlerdetektor 19 auch den Spitzenwert $x_0(n)$ bei dieser Versetzung und die Position n dieses Spitzenwertes in der Zeitserie zu dem zweiten

Frequenzfehlerdetektor 20. Die Position n zeigt den Zeitpunkt an, bei welchem der Spitzenwert auftritt.

Die Anzahl von unterschiedlichen Versetzungen, die durch den ersten Komparator 105 geprüft werden, muß nicht festgelegt werden. Der erste Komparator 105 kann angepaßt werden, um weiterhin unterschiedliche Versetzungen zu versuchen, bis einer Bedingung, welche anzeigt, daß der größte Spitzenwert gefunden wurde, genügt ist.

Als nächstes wird die Arbeitsweise des zweiten Frequenzfehlerdetektors 20 beschrieben. Die Hauptfunktion des zweiten Frequenzfehlerdetektors 20 besteht darin, Frequenzfehler zu erfassen, welche den Subträger-Frequenzabstand nicht überschreiten, jedoch groß genug sind, Phasenwinkel um $\pi/2$ oder ein Vielfaches hiervon zu drehen.

Ein Beispiel dieses Typs von Frequenzfehler ist in Fig. 5 gezeigt. Die horizontale Achse stellt die Frequenz und die vertikale Achse stellt die Leistung oder die Verstärkung dar. Die Pfeile in Fig. 5 stellen das Leistungsspektrum des Eingangssignals für den DFT-Prozessor 10 dar, wobei jeder Pfeil einer unterschiedlichen Subträgerfrequenz entspricht. Die gebogene Linie stellt die Verstärkung der diskreten Fourier-Transformation dar, welche verwendet wird, um Phasendaten von den m -ten Subträger zu erhalten. Die m -te Subträgerfrequenz sollte in der Mitte der Spitze der Verstärkungskurve sein, an der durch die strichlierte Linie in Fig. 5 angezeigten Stelle, ist jedoch von dieser Stelle um eine Größe Δf versetzt. Als eine Folge hiervon sind die anderen Subträgerfrequenzen gegenüber den Nullverstärkungspunkten, an welchen die Verstärkungskurve die horizontale Achse kreuzt, versetzt.

Das m -te Ausgangssignal des DFT-Prozessors 10 umfaßt daher eine starke Komponente, welche von dem m -ten Subträger erhalten wird, und schwächere Komponenten, die von den anderen Subträgern erhalten werden, wie in Fig. 6 gezeigt ist. Der Frequenzfehler in Fig. 5 kann festgestellt werden durch Erfassen der schwächeren Komponenten in Fig. 6.

Es wird wieder auf Fig. 4 Bezug genommen, wonach der Phasenmodifizierer 201 in dem zweiten Frequenzfehlerdetektor 20 die Frequenzebenenendaten X für das Bezugssymbol elementweise mit dem Feld $[z_{k-1}^*]$ multipliziert, wobei der tiefgestellte Index $k-1$ eine Frequenzversetzung darstellt, die gleich dem Subträger-Frequenzabstand F_s ist. Der zweite Phasenmodifizierer 202 multipliziert die komplexen Frequenzebenenendaten X mit dem Feld $[z_{k+1}^*]$, wobei der tiefgestellte Index $k+1$ eine Frequenzversetzung von $-F_s$ darstellt. Der erste und der zweite IDFT-Prozessor 204 und 205 transformiert die sich ergebenden modifizierten Frequenzebenenendaten in ein Paar von von einer Nullversetzung abweichenden Zeitserien. Wenn die Datenmenge ausreichend groß ist, stellt die von dem ersten IDFT-Prozessor 204 ausgegebene Zeitserie das Signal bei der Subträgerfrequenz, die in Fig. 6 mit $m-1$ markiert ist, dar, und die von dem zweiten IDFT-Prozessor 205 ausgegebene Zeitserie stellt das Signal bei der Subträgerfrequenz dar, die mit $m+1$ markiert ist.

Der zweite Komparator 206 vergleicht den Spitzenwert $x_0(n)$ der von dem ersten Frequenzfehlerdetektor 19 gefunden wurde, mit den Werten $x_1(n)$ und $x_{-1}(n)$ der Zeitserien, die von dem ersten und dem zweiten IDFT-Prozessor 204 und 205 zur selben Zeit n ausgegeben wurden. Wenn $x_1(n)$ und $x_0(n)$ dasselbe Vorzeichen haben, hat $x_{-1}(n)$ das entgegengesetzte Vorzeichen, und sowohl $x_1(n)$ und $x_{-1}(n)$ absolute Werte haben, die einen bestimmten Schwellenwert überschreiten, erzeugt der zweite Komparator 206 ein zweites Frequenzfehlersignal e_2 , welches einen Frequenzfehler in der positiven Richtung anzeigt, wie in den Fig. 5 und 6 gezeigt ist. Wenn $x_{-1}(n)$ und $x_0(n)$ dasselbe Vorzeichen haben, hat $x_1(n)$ das entgegengesetzte Vorzeichen, und sowohl $x_1(n)$ als auch $x_{-1}(n)$ absolute Werte haben, die den Schwellenwert überschreiten, dann erzeugt der zweite Komparator 206 ein zweites Frequenzfehlersignal e_2 , welches einen Frequenzfehler in der negativen Richtung anzeigt. Wenn die absoluten Werte von $x_1(n)$ und $x_{-1}(n)$ den Schwellenwert nicht überschreiten, zeigt das zweite Fehlersignal e_2 einen Nullfehler an.

Als nächstes wird die Arbeitsweise der Steuerschaltung 21 mit Bezug auf das Flußdiagramm in Fig. 7 beschrieben. Das von dem Phasenfehlerdetektor 12 ausgegebene Fehlersignal wird als drittes Frequenzfehlersignal e_3 bezeichnet.

Im ersten Schritt 301 wartet die Steuerschaltung 21 darauf, daß der Synchronisationsdetektor 8 ein Nullsymbol erfaßt, dann startet sie ein Rahmenzeitglied, welches ein Zeitintervall mißt, das im wesentlichen gleich der Rahmenlänge ist, und synchronisiert die Arbeitsweise des DFT-Prozessors 10 mit dem Zeitpunkt des von dem Synchronisationsdetektor 8 erfaßten Nullsymbols. Wenn der DFT-Prozessor 10 korrekt synchronisiert ist, beginnt der Differenzdemodulator 11, gültige Phasenschiebedaten zu empfangen und gültige Symboldaten zu erzeugen.

Da ein Nullsymbol erfaßt wurde, nimmt die Steuerschaltung 21 an, daß eine Rahmensynchronisation erreicht wurde, und schreitet zu den nächsten drei Schritten 302, 303 und 304 fort. In diesen Schritten steuert die Steuerschaltung 21 den lokalen Oszillator 4 entsprechend dem von dem Phasenfehlerdetektor 12 ausgegebenen dritten Frequenzfehlersignal e_3 . Dieses Fehlersignal e_3 wird erhalten durch Multiplizieren des Ausgangssignals des Differenzdemodulators 11 mit vier, Teilen durch $2\pi d$ und Vergleichen des Restes mit π , wie bei einem bekannten Empfänger. Die Steuerschaltung 21 kann von dem von jedem Datensymbol erhaltenen Fehler e_3 Gebrauch machen, wobei die beiden Bezugssymbole am Beginn jedes Rahmens ausgeschlossen werden. Durch Bilden des Durchschnitts von einer geeigneten Anzahl von Werten e_3 und Einstellen des Steuersignals E , das zu dem lokalen Oszillator 4 gesandt wird, in geeigneten Zeitintervallen kann die Steuerschaltung 21 den lokalen Oszillator 4 steuern, ohne eine große Verarbeitungslast in Anspruch zu nehmen.

Nach der Einstellung des Oszillatorsteuersignals E (Schritt 302) vergleicht die Steuerschaltung 21 den Absolutwert des durchschnittlichen dritten Frequenzfehlers über das nächste Intervall ($|\bar{e}_3|$) mit einem ersten Schwellenwert T_1 (Schritt 303). Wenn $|\bar{e}_3|$ diesen Schwellenwert T_1 überschreitet, kehrt die Steuerschaltung 21 zum Schritt 302 zurück und stellt das Oszillatorsteuersignal E wieder ein. Die Steuerschaltung 21 kehrt auch zum Schritt 302 zurück, wenn $|\bar{e}_3| T_1$ nicht überschreitet, aber das Ende des gegenwärtigen Rahmens nicht erreicht wurde, wie durch das vorerwähnte Rahmenzeitglied angezeigt wird (Schritt 304).

Wenn der durchschnittliche dritte Frequenzfehler ($|\bar{e}_3|$) innerhalb des ersten Schwellenwertes T_1 durch das Ende des gegenwärtigen Rahmens gebracht wurde, schreitet die Steuerschaltung 21 zu den nächsten beiden Schritten 305 und 306 fort. Im Schritt 305 prüft die Steuerschaltung 21 das Ausgangssignal des Synchronisationsdetektors 8 zu dem Zeitpunkt, der der Beginn des nächsten Rahmens sein sollte, wie durch das Rahmenzeitglied bestimmt ist. Im Schritt 306 entscheidet die Steuerschaltung 21, ob das Ausgangssignal des Synchronisationsdetektors 8 ein Nullsymbol anzeigt. Wenn ein Nullsymbol nicht angezeigt wird, entscheidet die Steuerschaltung 21, daß die Rahmensynchronisation fehlgeschlagen ist und kehrt zur Wiedersynchronisierung zum Schritt 301 zurück. Wenn ein Nullsymbol angezeigt wird, schreitet die Steuerschaltung 21 zu den nächsten drei Schritten 307, 308 und 309 weiter.

In diesen drei Schritten prüft die Steuerschaltung 21 das von dem ersten Frequenzfehlerdetektor 19 (Schritt 307) ausgegebene Fehlersignal e_1 und entscheidet, ob ein von Null verschiedener Frequenzfehler angezeigt wird (Schritt 308). Das erste Frequenzfehlersignal e_1 zeigt Frequenzfehler in Vielfachen des Subträger-Frequenzabstands F_s an, so daß, wenn ein von Null verschiedener Frequenzfehler angezeigt wird, die Steuerschaltung 21 die Frequenz des lokalen Oszillators 4 durch das angemessene Vielfache von F_s einstellt (Schritt 309), und dann zum Schritt 302 zurückkehrt, um den Vorgang der Steuerung des lokalen Oszillators 4 gemäß dem dritten Frequenzfehlersignal e_3 zu wiederholen.

Wenn das erste Frequenzfehlersignal e_1 einen Nullfehler anzeigt, überspringt die Steuerschaltung 21 Schritt 309 und schreitet vom Schritt 308 zu den letzten drei Schritten 310, 311 und 312 fort. Normalerweise tritt dies auf, wenn der Frequenzfehler auf einen Wert verringert wurde, der etwa einen halben Subträger-Frequenzabstand F_s nicht überschreitet.

Die Steuerschaltung 21 prüft nun das von dem zweiten Frequenzfehlerdetektor 20 ausgegebene Fehlersignal e_2 (Schritt 310), und vergleicht den absoluten Wert von e_2 mit einem zweiten Schwellenwert T_2 (Schritt 311). Dieser zweite Schwellenwert T_2 kann Null sein. Ein absoluter zweiter Frequenzfehler $|e_2|$, welcher T_2 überschreitet, zeigt an, daß durch Steuern des lokalen Oszillators 4 entsprechend dem dritten Frequenzfehler e_3 die Steuerschaltung 21 den lokalen Oszillator 4 auf eine Frequenz abgestimmt hat, welcher einen Differenzphasenfehler bewirkt, der gleich einem von Null abweichenden Vielfachen von $\pi/2$ ist, den der Phasenfehlerdetektor 12 nicht erfassen kann. Die Steuerschaltung 21 verändert das Oszillatorsteuersignal E so, daß dieser Fehler korrigiert wird (Schritt 312), und kehrt dann zum Schritt 302 zurück. Wenn der absolute zweite Frequenzfehler $|e_2|$ T_2 nicht überschreitet, kehrt die Steuerschaltung 21 zum Schritt 302 zurück, ohne das Oszillatorsteuersignal E zu verändern.

Die in den Schritten 309 und 312 angewendeten Frequenzkorrekturen sind nicht genau genug, um den lokalen Oszillator 4 genau zu der richtigen Oszillationsfrequenz zu bringen, aber sie verringern den Frequenzfehler ausreichend, daß der restliche Fehler eindeutig im Schritt 302 korrigiert wird auf der Grundlage des von dem Phasenfehlerdetektor 12 erfaßten Differenzphasenfehlers. Nachdem dieser Zustand erreicht ist, fährt die Steuerschaltung 21 fort, durch die Schritte 302, 303 und 304 schleifenartig hindurchzugehen, wobei eine automatische Frequenzsteuerfunktion durchgeführt wird, welche den lokalen Oszillator 4 richtig abgestimmt hält. Einmal pro Rahmen geht die Steuerschaltung 21 ebenfalls schleifenartig durch die Schritte 305 bis 312 hindurch, wodurch eine Rahmensynchronisation geprüft und untersucht wird, ob der lokale Oszillator 4 nicht bei der falschen Frequenz verriegelt wurde.

Der in Fig. 7 gezeigte Vorgang wird initialisiert, wenn der digitale Rundsendeempfänger auf volle Leistung gebracht ist, wenn die Bedienungsperson die Wahl der Rundfunkstation ändert, und zu anderen Zeiten, wenn es erforderlich wird, eine korrekte Rahmensynchronisation und Frequenzabstimmung zu erzielen. Eine korrekte Abstimmung wird normalerweise in zwei Stufen erreicht, die jeweils eine oder mehrere Rahmen andauern. In der ersten Stufe steuert die Steuerschaltung 21 in den Schritten 309 und 302 den lokalen Oszillator 4 entsprechend dem ersten und dritten Frequenzfehlersignal e_1 und e_3 . In der zweiten Stufe steuert die Steuerschaltung 21 in den Schritten 312 und 302 den lokalen Oszillator 4 entsprechend dem zweiten und dritten Frequenzfehlersignal e_2 und e_3 . Wenn sie einmal erreicht ist, wird die korrekte Abstimmung aufrechterhalten durch wiederholte Einstellungen im Schritt 302 auf der Grundlage des dritten Frequenzfehlersignals e_3 . Auf diese Weise kann die Steuerschaltung 21 sowohl große als auch kleine Frequenzfehler korrigieren.

Als nächstes wird ein zweites Ausführungsbeispiel beschrieben.

Bezugnehmend auf Fig. 8 hat das zweite Ausführungsbeispiel sämtliche Elemente 1 bis 21, die beim ersten Ausführungsbeispiel beschrieben wurden, sowie einen zusätzlichen Zeitfehlerdetektor 22, welcher nachfolgend beschrieben wird. Der Zeitfehlerdetektor 22 empfängt die von dem DFT-Prozessor 10 ausgegebenen Frequenzebenenendaten X für das Phasenbezugssignal und liefert Zeitfehlerinformationen zu der Steuerschaltung 21. Die Steuerschaltung 21 arbeitet etwas unterschiedlich gegenüber der Steuerschaltung 21 nach dem ersten Ausführungsbeispiel.

Fig. 9 zeigt die innere Struktur des Zeitfehlerdetektors 22. Das Frequenzebenen-Datenfeld X des Phasenbezugssymbols wird von einem Phasenmodifizierer 401 empfangen, welcher auch ein Feld von bekannten Werten $[z_k^*]$ von einem Feldspeicher 402 empfängt. Ein IDFT-Prozessor 403 führt eine inverse diskrete Fourier-Transformation durch an den elementweisen Produkten dieser Felder, um eine Zeitserie zu erzeugen; und ein Spitzendetektor 404 erfaßt den Spitzenwert in der Zeitserie. Diese Elemente 401, 402, 403 und 404 sind identisch mit den entsprechenden Elementen 101, 102, 103 und 104 beim ersten Frequenzfehlerdetektor 19. Der Phasenmodifizierer 401 multipliziert jeden Wert $X(k)$ in den Frequenzebenenendaten X mit dem entsprechenden Wert z_k^* , mit einer angenommenen Frequenzversetzung von Null.

Wie bei der Beschreibung des ersten Frequenzfehlerdetektors 19 erläutert wurde, hat, wenn kein Frequenzfehler vorhanden ist, die von dem IDFT-Prozessor 403 ausgegebene Nullversetzungs-Zeitserie $x_0(n)$ eine große Spitze bei einem Wert n , der gleich dem Zeitfehler Δ ist. Der Spitzendetektor 404 gibt sowohl den Spitzenzeitwert n als auch die Spitzengröße $|x_0(n)|$ aus.

Als nächstes wird die Arbeitsweise der Steuerschaltung 21 nach dem zweiten Ausführungsbeispiel mit Bezug auf das Flußdiagramm in Fig. 10 beschrieben.

Die Schritte 501, 502, 503 und 504 in Fig. 10 sind dieselben wie die entsprechenden Schritte 301, 302, 303 und 304 nach dem ersten Ausführungsbeispiel: die Steuerschaltung 21 wartet, daß ein Nullsymbol erfaßt wird, dann setzt sie das Rahmenzeitglied und stimmt den lokalen Oszillator 4 entsprechend dem dritten Frequenzfehlersignal e_3 ab. Wenn der dritte Frequenzfehler e_3 auf einen Durchschnittswert verringert wurde, der den ersten Schwellenwert T_1 nicht überschreitet, und das Rahmenzeitglied das Ende eines Rahmens anzeigt, schreitet die Steuerschaltung 21 in den Schritten 505, 506 und 507 fort, um das erste Frequenzfehlersignal e_1 zu prüfen und Frequenzfehler auf Vielfache des Subträger-Frequenzabstands zu korrigieren. Diese drei Schritte sind äquivalent den Schritten 307, 308 und 309 beim ersten Ausführungsbeispiel.

Wenn der erste Frequenzfehlerdetektor 19 einen ersten Frequenzfehler e_1 gleich Null erfaßt, schreitet die Steuerschaltung 21 in den Schritten 508, 509 und 510 fort, um das zweite Frequenzfehlersignal e_2 zu prüfen und, falls erforderlich, die Oszillatorfrequenz einzustellen. Diese drei Schritte sind äquivalent den Schritten 310, 311 und 312 nach dem ersten Ausführungsbeispiel.

Folgend diesen drei Schritten 508, 509 und 510 prüft die Steuerschaltung 21 im Schritt 511 die Spitzenwertinformation n und den von dem Zeitfehlerdetektor 22 ausgegebenen Wert $|x_0(n)|$. Im Schritt 512 vergleicht die Steuerschaltung 21 den Spitzenwert $|x_0(n)|$ mit einem dritten Schwellenwert T_3 . Wenn $|x_0(n)|$ geringer ist als T_3 , nimmt die Steuerschaltung 21 an, daß die Rahmensynchronisation nicht korrekt ist, und kehrt zum Schritt 501 zurück, um eine Wiedersynchronisation durchzuführen, indem gewartet wird, daß der Synchronisationsdetektor 8 ein anderes Nullsymbol erfaßt. Wenn der Spitzenwert $|x_0(n)|$ gleich dem dritten Schwellenwert T_3 ist oder diesen überschreitet, stellt im Schritt 513 die Steuerschaltung 21 die Synchronisation des DFT-Prozessors 10 ein entsprechend der Spitzenzeit n , die durch den Zeitfehlerdetektor 22 angezeigt wird, wodurch der Zeitfehler Δ bei der Verarbeitung von nachfolgenden Datensymbolen eliminiert wird; dann kehrt die Steuerschaltung 21 zum Schritt 502 zurück, um die Einstellung des Oszillatorsteuersignals E entsprechend dem dritten Frequenzfehler e_3 fortzusetzen.

Während des Empfangs von Datensymbolen geht die Steuerschaltung 21 schleifenartig durch die Schritte 502, 503 und 504 hindurch, um den lokalen Oszillator 4 bei der korrekten Frequenz verriegelt zu halten. Einmal pro Rahmen prüft, wenn das Phasenbezugssymbol empfangen ist, die Steuerschaltung 21 auch die von dem ersten Frequenzfehlerdetektor 19, dem zweiten Frequenzfehlerdetektor 20 und dem Zeitfehlerdetektor 22 ausgegebenen Signale, um festzustellen, daß der lokale Oszillator 4 bei der richtigen Frequenz verriegelt ist, und daß die Rahmensynchronisation korrekt ist, und um eine Feinabstimmung der Rahmensynchronisation entsprechend dem von dem Zeitfehlerdetektor 22 ausgegebenen Zeitwert n durchzuführen.

Die Steuerschaltung 21 nach dem zweiten Ausführungsbeispiel führt keine Schritte durch, die den Schritten 305 und 306 nach dem ersten Ausführungsbeispiel äquivalent sind. Wenn der Synchronisationsdetektor 8 einmal ein Nullsymbol im Schritt 501 erfaßt, führt die Steuerschaltung 21 die weitere Rahmensynchronisation auf der Grundlage des Rahmenzeitglieds und des Ausgangssignals des Zeitfehlerdetektors 22 durch. Ein Vorteil dieser Anordnung besteht darin, daß die einmal pro Rahmen im Schritt 513 durchgeführten Abstimmungen dem zweiten Ausführungsbeispiel ermöglichen, eine genauere Rahmensynchronisation als das zweite Ausführungsbeispiel zu erreichen.

Ein anderer Vorteil besteht darin, daß, wenn der Synchronisationsdetektor 8 ein Nullsymbol nicht erfaßt, beispielsweise aufgrund von Rauschen, die Steuerschaltung 21 dennoch in der Lage ist, eine Rahmensynchronisation aus dem von dem Zeitfehlerdetektor 22 ausgegebenen Spitzenwert festzustellen, und nicht gezwungen ist, zum Schritt 501 zurückzukehren, um auf das nächste Nullsymbol zu warten. Das zweite Ausführungsbeispiel ist daher widerstandsfähiger gegenüber Rauschen als das erste Ausführungsbeispiel, bei welchem angenommen wird, daß die Synchronisation verlorengegangen ist, wann auch immer der Synchronisationsdetektor 8 ein Nullsymbol nicht erfaßt.

Obgleich der Phasenfehlerdetektor 12, der erste Frequenzfehlerdetektor 19, der zweite Frequenzfehlerdetektor 20, die Steuerschaltung 21 und der Zeitfehlerdetektor 22 in den vorhergehenden Ausführungsbeispielen als separate Komponenten gezeigt sind, können der erste Frequenzfehlerdetektor 19, der zweite Frequenzfehlerdetektor 20 und der Zeitfehlerdetektor 22 viele gemeinsame Komponentenelemente aufweisen, welche miteinander geteilt werden können, um die Schaltungsgröße und die Kosten zu reduzieren. Darüber hinaus können die Funktionen des Phasenfehlerdetektors 12, des ersten Frequenzfehlerdetektors 19, des zweiten Frequenzfehlerdetektors 20, der Steuerschaltung 21 und des Zeitfehlerdetektors 22 sämtlich durch eine geeignet programmierte Computeranordnung wie einen digitalen Signalprozessor erhalten werden.

Der zweite Frequenzfehler e_2 kann durch Vergleich von $x_0(n)$ mit einem Wert, der aus einer einzelnen Zeitserie mit von Null abweichender Versetzung, zum Beispiel $x_1(n)$ genommen ist, erfaßt werden. In diesem Fall wird ein von Null abweichender Frequenzfehler erfaßt, wenn $x_1(n)$ einen bestimmten Schwellenwert überschreitet, und die Richtung des Fehlers hängt davon ab, ob $x_0(n)$ und $x_1(n)$ dasselbe Vorzeichen oder unterschiedliche Vorzeichen haben.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Abstimmen eines digitalen Rundsendeempfängers mit einem lokalen Oszillator (4) und einem Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation, um ein PSK-OFDM-Signal mit einem Rahmensynchronisationssymbol, einem Phasenbezugssymbol und Datensymbolen zu empfangen, wobei der Empfänger das PSK-OFDM-Signal herabsetzt durch Mischen mit einem unmodulierten Signal, das von dem lokalen Oszillator ausgegeben wird, wodurch ein Basisbandsignal erhalten wird, in welchem mehrere Subträger auftreten mit einem bestimmten Subträger-Frequenzabstand, der Prozessor

(10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation hiervon ein Feld von Frequenzebenenendaten erhält und das Phasenbezugssymbol bekannte Daten als Phasenwinkel von Subträgern des PSK-OFDM-Signals codiert, gekennzeichnet durch die Schritte:

- (a) Erfassen des Rahmensynchronisationssymbols,
- (b) Synchronisieren des Prozessors (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation mit dem Rahmensynchronisationssymbol,
- (c) Erfassen eines ersten Frequenzfehlers des lokalen Oszillators (4) durch Verarbeiten der Frequenzebenenendaten, die durch den Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation aus dem Phasenbezugssymbol erhalten wurden, wobei der erste Frequenzfehler gleich einem ganzzahligen Vielfachen des Subträger-Frequenzabstands ist,
- (d) Erfassen eines zweiten Frequenzfehlers des lokalen Oszillators (4) durch Verarbeiten der Frequenzebenenendaten, die durch den Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation aus dem Phasenbezugssymbol erhalten wurden, wobei der zweite Frequenzfehler den Subträger-Frequenzabstand nicht überschreitet,
- (e) Erfassen eines dritten Frequenzfehlers des lokalen Oszillators (4) durch Verarbeiten von Phaseninformationen in den Frequenzebenenendaten, die durch den Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation aus den Datensymbolen erhalten wurden,
- (f) Einstellen des lokalen Oszillators (4) in Abhängigkeit von dem ersten Frequenzfehler und dem dritten Frequenzfehler, bis der erste Frequenzfehler auf Null verringert ist und der dritte Frequenzfehler einen ersten Schwellenwert nicht überschreitet,
- (g) Einstellen des lokalen Oszillators (4) in Abhängigkeit von dem zweiten Frequenzfehler nach dem Schritt (f), wenn der zweite Frequenzfehler einen zweiten Schwellenwert überschreitet, und
- (h) Wiederholen der Schritte (f) und (g), bis der erste Frequenzfehler Null ist und der zweite Frequenzfehler den zweiten Schwellenwert nicht überschreitet, und Fortsetzen der Einstellung des lokalen Oszillators (4) danach in Abhängigkeit von dem dritten Frequenzfehler.

2. Verfahren nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch die weiteren Schritte:

Multiplizieren des Feldes von Frequenzebenenendaten elementweise mit einem Feld von komplex konjugierten Werten der bekannten Daten, Annehmen mehrerer unterschiedlicher Frequenzversetzungen zwischen den Frequenzebenenendaten und den bekannten Daten, wodurch mehrere modifizierte Datenfelder erhalten werden, wobei die Frequenzversetzungen gleich ganzzahligen Vielfachen des Subträger-Frequenzabstands sind und eine der Frequenzversetzungen gleich Null ist, und Transformieren der modifizierten Datenfelder in Zeitebenenendaten, wodurch mehrere Zeitserien erhalten werden.

3. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Schritt (c) die weiteren Schritte aufweist: Erfassen jeweiliger Spitzenwerte in den Zeitserien, wobei ein Spitzenwert von maximaler absoluter Größe hierdurch in jeder der Zeitserien erfaßt wird, und Auswählen eines größten Spitzenwertes aus den Spitzenwerten.

4. Verfahren nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet, daß der Schritt (d) die weiteren Schritte aufweist: Erfassen eines Spitzenwertes von maximaler absoluter Größe in der Zeitserie, die erhalten wurde durch Annahme einer Frequenzversetzung gleich Null, und Vergleichen des Spitzenwertes mit einem Wert, der zu einer identischen Zeit in wenigstens einer der Zeitserien auftritt, die erhalten wurde durch Annahme einer Frequenzversetzung, die nicht gleich Null ist.

5. Verfahren nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch die weiteren Schritte:

- (i) Erfassen eines Zeitfehlers des Prozessors (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation durch Verarbeiten der Frequenzebenenendaten, die durch den Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation aus dem Phasenbezugssymbol erhalten wurden, und
- (j) Synchronisieren des Prozessors (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation in Abhängigkeit von dem Zeitfehler nach dem Schritt (f), wodurch der Zeitfehler reduziert wird.

6. Verfahren nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß der Schritt (i) die weiteren Schritte aufweist: Multiplizieren des Feldes von Frequenzebenenendaten elementweise mit einem Feld von komplex konjugierten Werten der bekannten Daten, Annehmen einer Frequenzversetzung gleich Null zwischen den Frequenzebenenendaten und den bekannten Daten, wodurch ein einzelnes modifiziertes Datenfeld erhalten wird, Transformieren des einzelnen modifizierten Datenfeldes in Zeitebenenendaten, wodurch eine einzelne Zeitserie erhalten wird, und Erfassen einer Zeit, zu welcher ein Spitzenwert von maximaler absoluter Größe in der einzelnen Zeitserie auftritt.

7. Verfahren nach Anspruch 6, gekennzeichnet durch die weiteren Schritte: Vergleichen der Größe des Spitzenwertes in der einzelnen Zeitserie mit einem zweiten Schwellenwert, und Wiederholen der Schritte (a) und (b), wenn die Größe des Spitzenwertes in der einzelnen Zeitserie geringer ist als der zweite Schwellenwert.

8. Digitaler Rundsendeempfänger zum Empfangen eines Rundsendesignals, in welchem mehrere Subträgersignale, die jeweils durch Phasendifferenzmodulation moduliert sind, einer Multiplexverarbeitung durch orthogonales Frequenzteilungs-Multiplexen mit einem bestimmten Subträger-Frequenzabstand unterzogen wurden, wobei das Rundsendesignal in Rahmen unterteilt ist und jeder Rahmen mit einem Rahmensynchronisationssymbol beginnt, welchem ein Phasenbezugssymbol folgt, das bekannte Daten codiert, und dem einen lokalen Oszillator (4) zum Erzeugen eines unmodulierten Signals mit einer bestimmten Frequenz, wobei das unmodulierte Signal mit dem Rundsendesignal gemischt wird, um ein herabgesetztes Signal zu

erzeugen,

einen Synchronisationsdetektor (8), der mit dem lokalen Oszillator (4) gekoppelt ist, um das Rahmensynchronisationssymbol durch Hüllkurven erfassung des herabgesetzten Signals zu erfassen,
einen Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation, um Frequenzebenenendaten aus dem herabgesetzten Signal zu erhalten, wodurch gleichzeitig Phasendaten aller Subträger erfaßt werden,

einen ersten Frequenzfehlerdetektor (19), der mit dem Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation gekoppelt ist, zum Erfassen eines ersten Frequenzfehlers gleich einem ganzzahligen Vielfachen des Subträger-Frequenzabstands aus den Frequenzebenenendaten des Phasenbezugssymbols, einen zweiten Frequenzfehlerdetektor (20), der mit dem Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation gekoppelt ist, um einen zweiten Frequenzfehler zu erfassen, der den Subträger-Frequenzabstand nicht überschreitet, aus den Frequenzebenenendaten des Phasenbezugssymbols,

einen Differenzdemodulator (11), der mit dem Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation gekoppelt ist, um eine Differenzdemodulation an den Subträgersignalen vorzunehmen, indem Unterschiede zwischen den Phasendaten in aufeinanderfolgenden Symbolen genommen werden, um Differenzphasendaten zu erhalten,

einen Phasenfehlerdetektor (12), der mit dem Differenzdemodulator (11) gekoppelt ist, um einen dritten Frequenzfehler aus den Differenzphasendaten zu erfassen, und

eine Steuerschaltung (21), die mit dem lokalen Oszillator (4) gekoppelt ist, um zu warten, daß der Synchronisationsdetektor (8) das Rahmensynchronisationssymbol erfaßt, dann den lokalen Oszillator (4) entsprechend dem dritten Frequenzfehler und dem ersten Frequenzfehler abzustimmen, und, wenn der erste Frequenzfehler auf Null reduziert wurde und der dritte Frequenzfehler auf einen Wert, der einen bestimmten Schwellenwert nicht überschreitet, reduziert wurde, dann den lokalen Oszillator (4) entsprechend dem zweiten Frequenzfehler abzustimmen.

9. Digitaler Rundsendeempfänger nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Frequenzfehlerdetektor (19) aufweist:

einen ersten Phasenmodifizierer (101),

einen ersten Feldspeicher (102),

einen ersten Prozessor (103) zum Durchführen einer inversen diskreten Fourier-Transformation,

einen ersten Spitzendetektor (104), und

einen ersten Komparator (105).

10. Digitaler Rundsendeempfänger nach Anspruch 9, dadurch gekennzeichnet, daß der erste Feldspeicher (102) komplex konjugierte Werte der bekannten Daten speichert, der erste Phasenmodifizierer (101) die Frequenzebenenendaten mit den komplex konjugierten Werten multipliziert unter mehreren unterschiedlichen Frequenzversetzungen, die durch den ersten Komparator (105) spezifiziert sind, wodurch modifizierte Frequenzebenenendaten erzeugt werden, wobei der erste Prozessor (103) zum Durchführen einer inversen diskreten Fourier-Transformation eine entsprechende Mehrheit von unterschiedlichen Zeitserien aus den modifizierten Frequenzebenenendaten erzeugt, der erste Spitzendetektor (104) Spitzenwerte von maximaler absoluter Größe in jeweiligen Zeitserien findet und der erste Komparator (105) einen größten Spitzenwert aus den Spitzenwerten auswählt.

11. Digitaler Rundsendeempfänger nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Frequenzfehlerdetektor (20) aufweist:

einen zweiten Phasenmodifizierer (201),

einen zweiten Feldspeicher (203),

einen zweiten Prozessor (204) zum Durchführen

einer inversen diskreten Fourier-Transformation, und

einen zweiten Komparator (205).

12. Digitaler Rundsendeempfänger nach Anspruch 11, dadurch gekennzeichnet, daß der zweite Feldspeicher (203) komplex konjugierte Werte der bekannten Daten speichert, der zweite Phasenmodifizierer (201) die Frequenzebenenendaten mit den komplex konjugierten Werten multipliziert unter einer von Null abweichenden Frequenzversetzung, wodurch die Frequenzebenenendaten modifiziert werden, wobei der zweite Prozessor (204) zum Durchführen einer inversen diskreten Fourier-Transformation die durch den zweiten Phasenmodifizierer (201) modifizierten Frequenzebenenendaten in eine Zeitserie mit einer von Null abweichenden Versetzung umwandelt und der zweite Komparator (205) einen Wert, der in der Zeitserie mit einer von Null abweichenden Versetzung zu einer Zeit auftritt, die durch den ersten Frequenzfehlerdetektor (19) angezeigt wird, mit dem größten Spitzenwert, der von dem ersten Komparator (105) ausgewählt ist, vergleicht.

13. Digitaler Rundsendeempfänger nach Anspruch 8, gekennzeichnet durch einen Zeitfehlerdetektor (22), der mit dem Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation gekoppelt ist, zum Erfassen eines Zeitfehlers des Prozessors (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation aus den Frequenzebenenendaten des Phasenbezugssymbols und zum Melden an die Steuerschaltung (21), worin die Steuerschaltung (21) den Prozessor (10) zum Durchführen einer diskreten Fourier-Transformation in Abhängigkeit von dem Zeitfehler synchronisiert, wodurch der Zeitfehler korrigiert wird.

14. Digitaler Rundsendeempfänger nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß der Zeitfehlerdetektor (22) aufweist:

einen dritten Phasenmodifizierer (401),

einen dritten Feldspeicher (402),

einen dritten Prozessor (403) zum Durchführen

einer inversen diskreten Fourier-Transformation, und
einen zweiten Spitzendetektor (404).

15. Digitaler Rundsendeempfänger nach Anspruch 14, dadurch gekennzeichnet, daß der dritte Feldspeicher (402) komplex konjugierte Werte der bekannten Daten speichert, der dritte Phasenmodifizierer (401) die Frequenzebenenendaten mit den komplex konjugierten Werten multipliziert unter einer angenommenen Frequenzversetzung von Null, wodurch die Frequenzebenenendaten modifiziert werden, der dritte Prozessor (403) zum Durchführen einer inversen diskreten Fourier-Transformation, die durch den dritten Phasenmodifizierer (401) modifizierten Frequenzebenenendaten in Nullversetzungs-Zeitseriendaten umwandelt und der dritte Spitzendetektor (404) eine Zeit erfaßt, zu welcher ein Spitzenwert in den Nullversetzungs-Zeitseriendaten auftritt.

16. Digitaler Rundsendeempfänger nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuerschaltung (21) eine Rahmensynchronisation feststellt entsprechend der Größe des Spitzenwertes mit maximaler absoluter Größe, der in den Nullversetzungs-Zeitseriendaten auftritt.

Hierzu 9 Seite(n) Zeichnungen

FIG.1

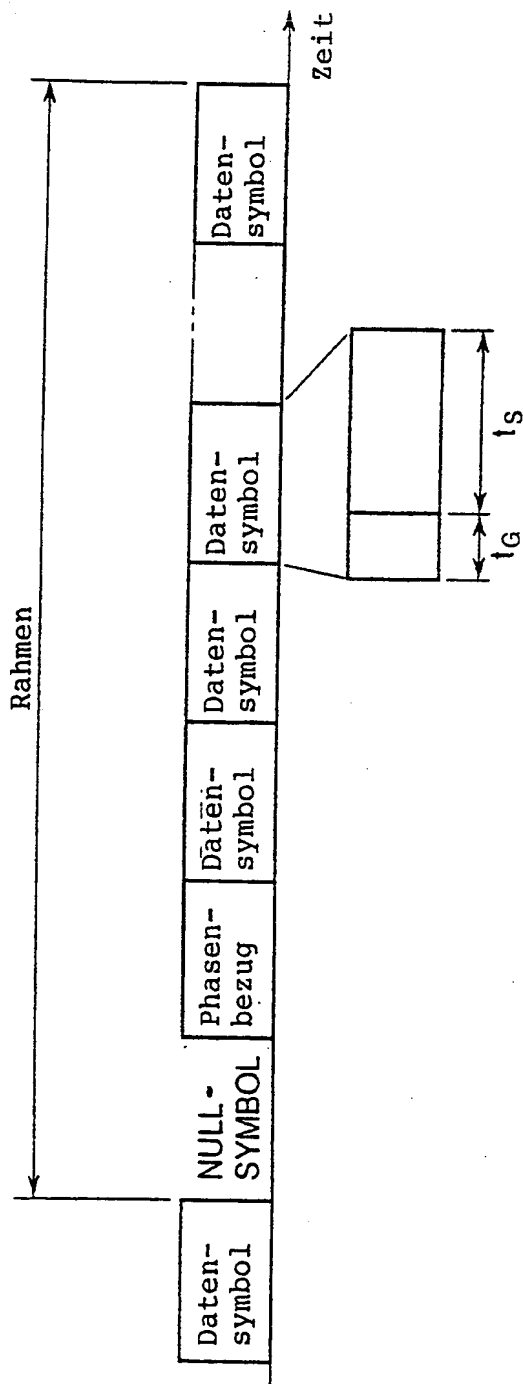


FIG.2

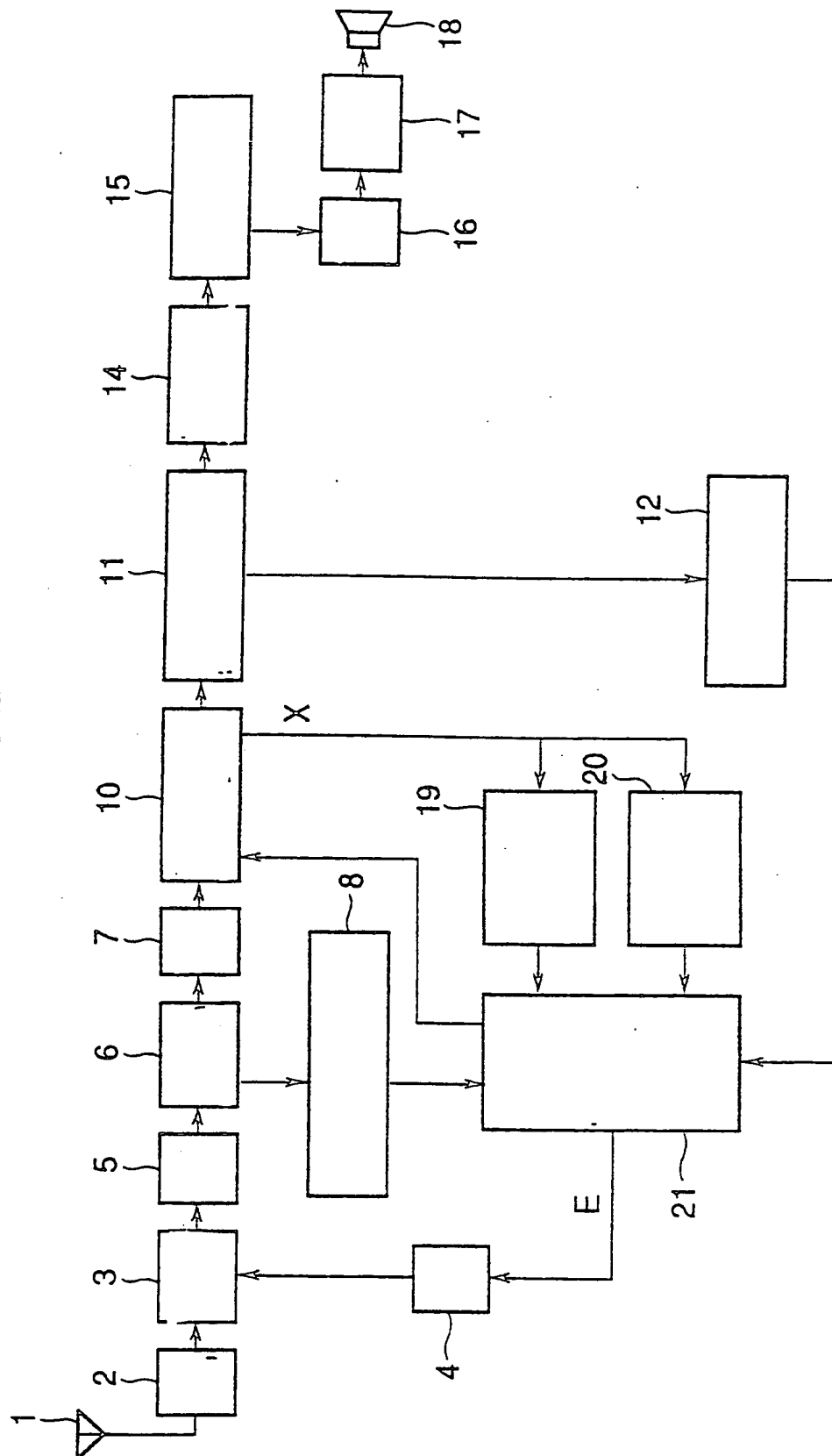


FIG.3

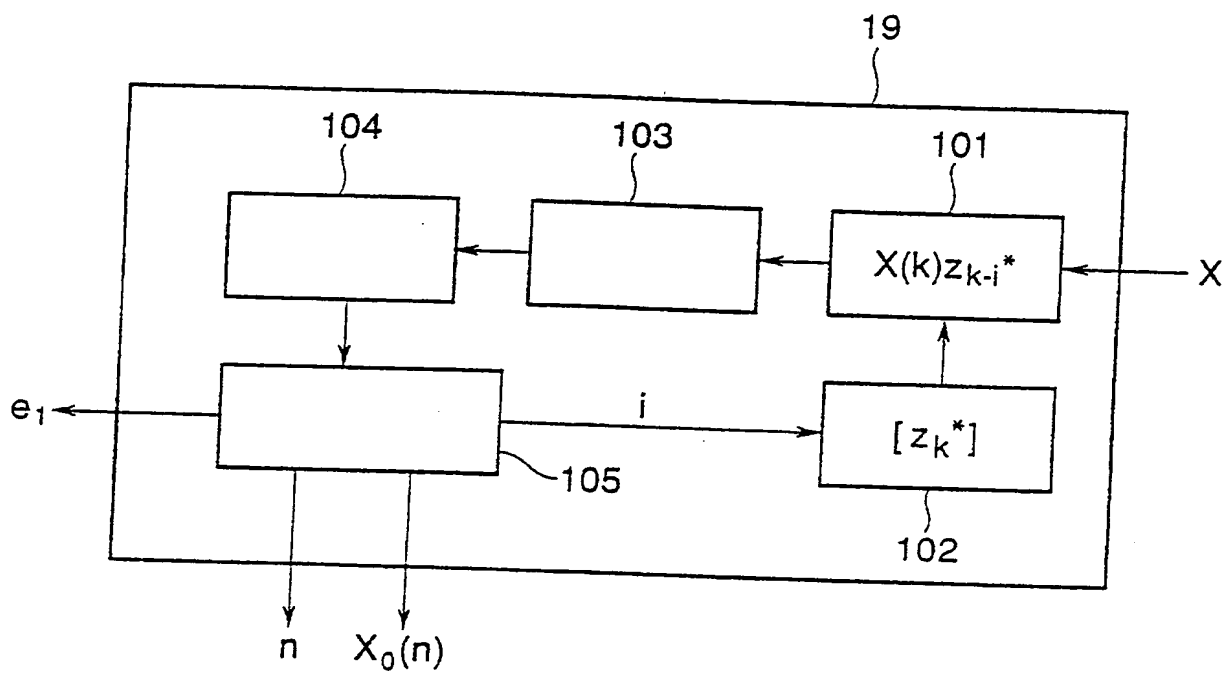


FIG.4

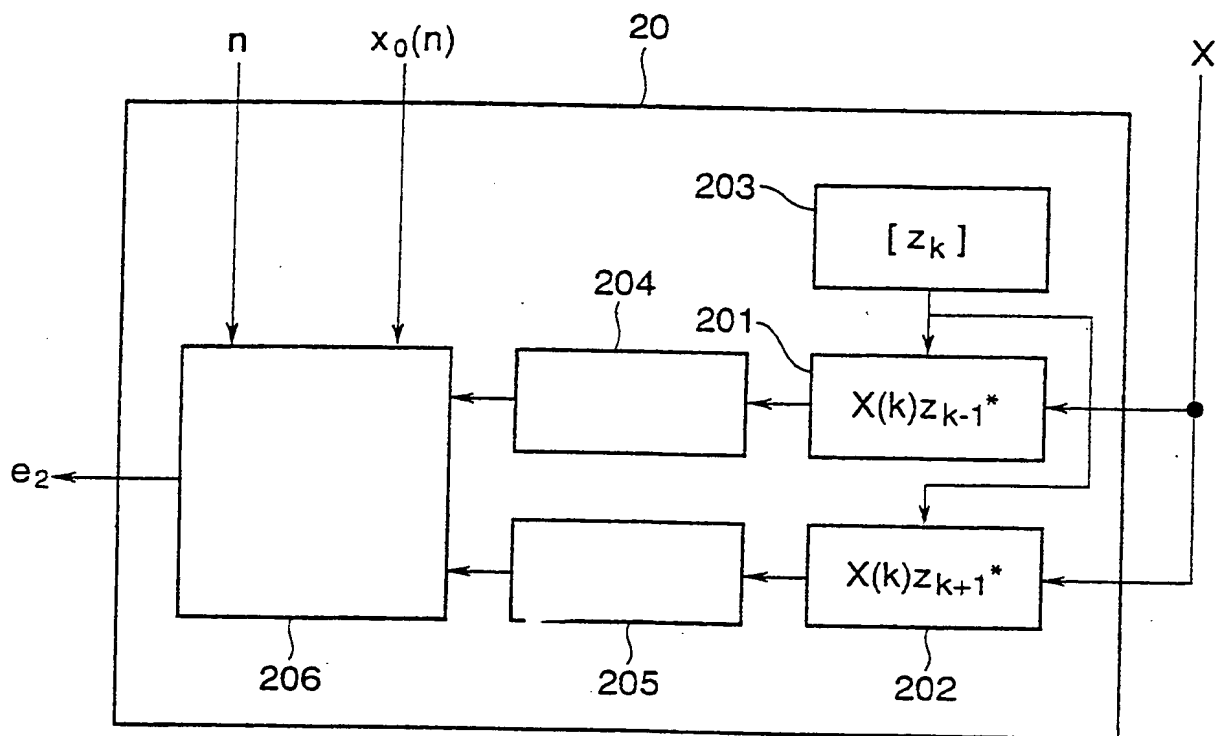


FIG.5

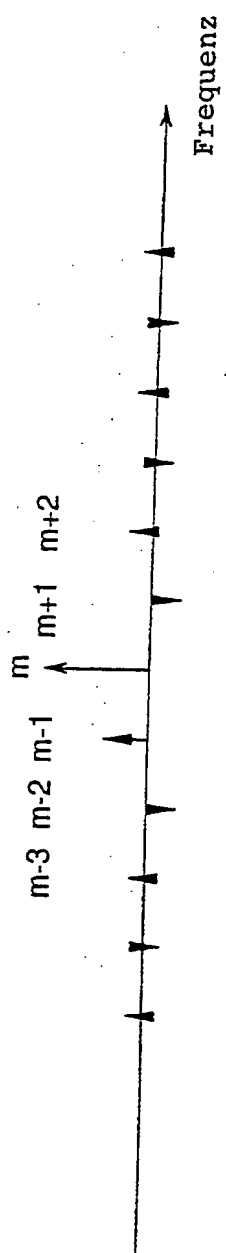
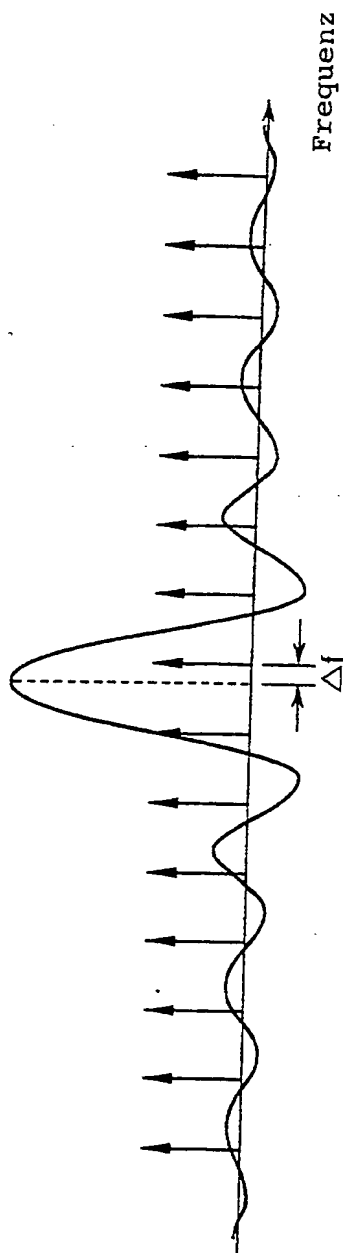


FIG.6

FIG.7

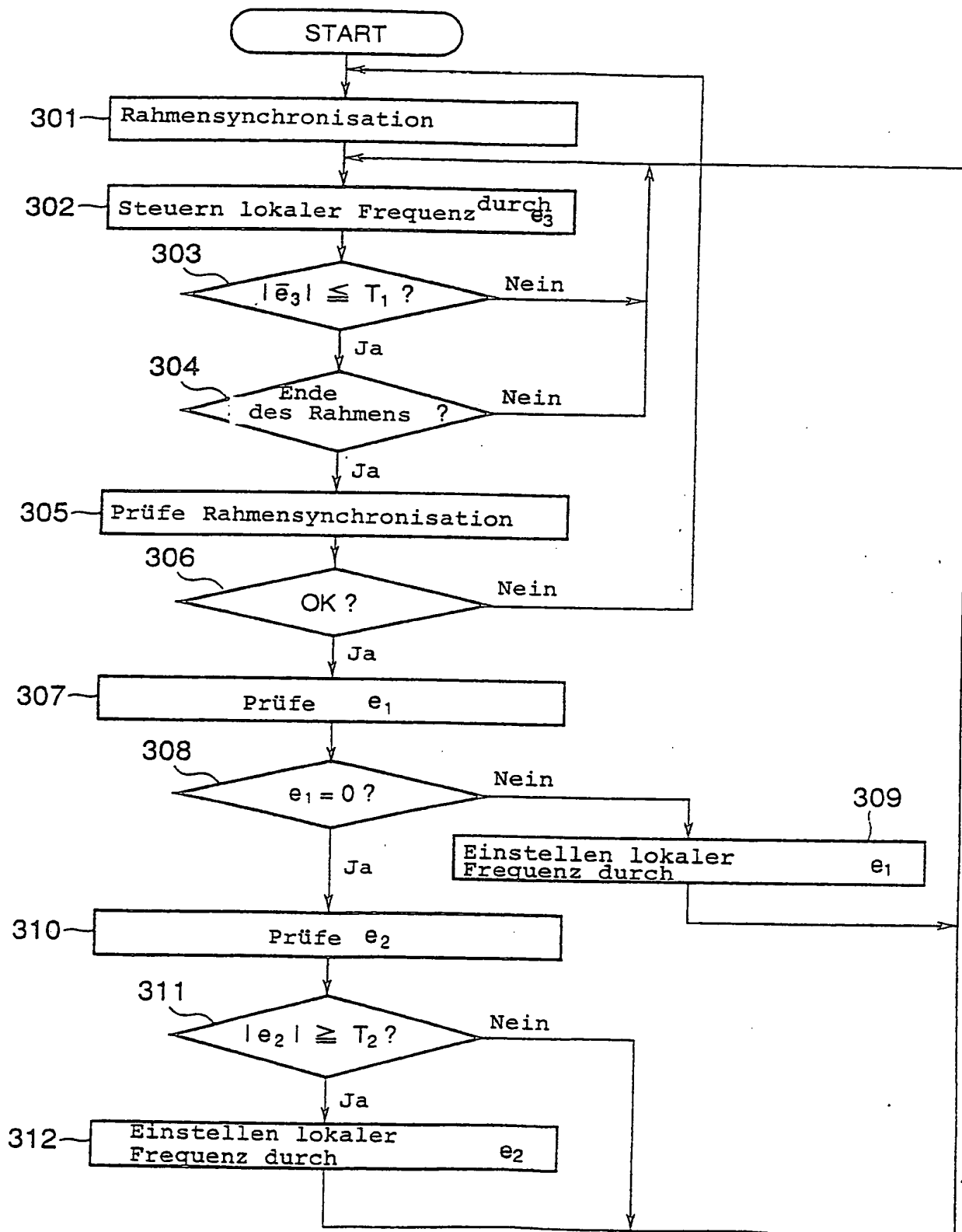


FIG.8

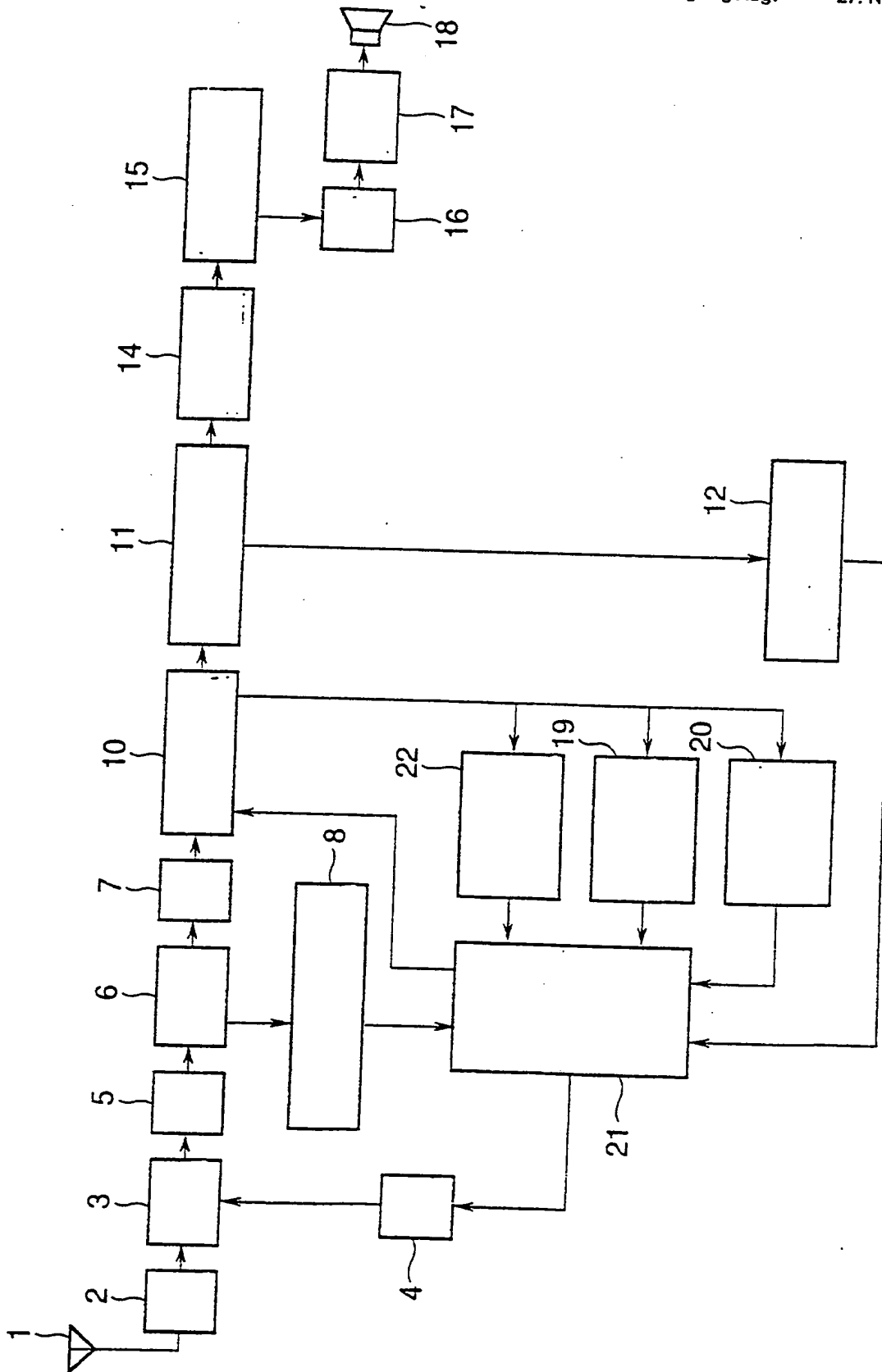


FIG.9

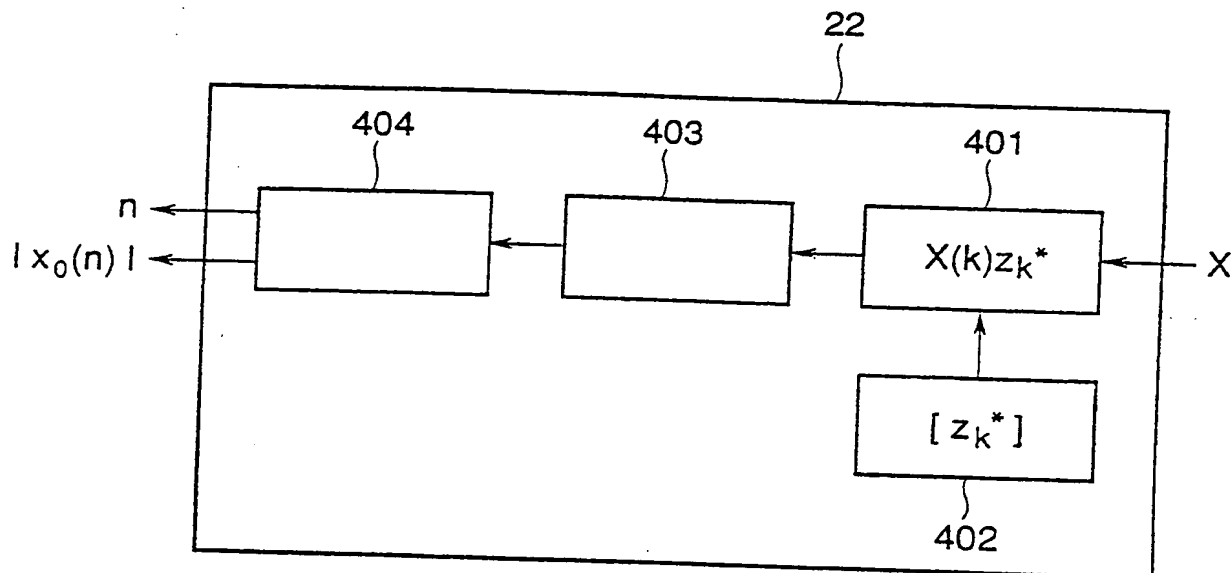


FIG. 10

